

公開実用 昭和60-116719

⑬ 日本国特許庁(JP)

⑩ 実用新案出願公開

⑬ 公開実用新案公報(U)

昭60-116719

⑥ Int. Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

④ 公開 昭和60年(1985)8月7日

H 03 G 3/30
H 03 F 3/193
3/21
H 03 G 3/02

7210-5J
6628-5J
7827-5J
7328-5J

審査請求 未請求 (全 頁)

④ 考案の名称 電界効果トランジスタ増幅回路

⑥ 実 願 昭59-3405

⑥ 出 願 昭59(1984)1月17日

⑦ 考 案 者 堀 原 典 夫 川崎市幸区小向東芝町1 東京芝浦電気株式会社小向工場
内

⑦ 出 願 人 株 式 会 社 東 芝 川崎市幸区堀川町72番地

⑦ 代 理 人 弁 理 士 則 近 憲 佑 外1名

明 細 書

1. 考案の名称

電界効果トランジスタ増幅回路

2. 実用新案登録請求の範囲

- (1) 高周波入力信号を増幅する電界効果トランジスタ増幅回路において、前記高周波入力信号の平均電力に対応した直流電圧を所定のゲートバイアス直流電圧に加え合せるゲートバイアス電源を具備した電界効果トランジスタ増幅回路。
- (2) 前記平均電力に対応した直流電圧は高周波入力信号を検波し、積分して得ることを特徴とする実用新案登録請求の範囲第一項記載の電界効果トランジスタ増幅回路。

3. 考案の詳細な説明

〔考案の技術分野〕

本考案は、例えばVHFのテレビ放送機に用いられる電界効果トランジスタ（以下、FETと称す）増幅回路に関する。

〔考案の技術的背景〕

近年、VHFのテレビ放送機用の大電力増幅

(1)

器は電子管からバイポーラトランジスタを使用した固体化電力増幅へと移り変わり、さらにバイポーラトランジスタに比較して多くのメリットを有するFETを使用した電力増幅器が実用化されつつある。第1図は一般的なFET電力増幅回路でこの回路を複数個直列、または並列に接続して電力増幅器が構成されている。同図において入力端子(1)に加えられた高周波信号源(3)からの高周波入力信号は入力整合回路(2)によりインピーダンス整合させてFET(1)のゲートに加えられ増幅されて出力整合回路(3)により負荷インピーダンスとの整合をとり、出力端子(2)から負荷(4)に供給される。なお、ゲートバイアス電圧 V_G は端子(5)から高周波バイパス用のコンデンサ(6)と高周波阻止用のチョークコイル(4)を通つてFET(1)のゲート端子に加えられる。また、ドレイン電源 V_D は端子(6)から高周波バイパス用コンデンサ(7)と高周波阻止用のチョークコイル(5)を通つて同じFET(1)のドレイン端子に加えられる。

(2)

〔背景技術の問題点〕

ところで、このFET電力増幅回路をA B級動作のバイアス状態にして第2図(a)に示すような映像信号で振幅変調された高周波信号を入力端子①に加えて電力増幅させると負荷④に取り出される電力の電圧振幅波形は同図(b)のように映像信号が白レベル、すなわち変調の深い部分(A)の同期尖頭値振幅(P1)は映像信号が黒レベル、すなわち変調の浅い部分(B)の同期尖頭値振幅(P2)に比べて大きくなる。これはFETの相互コンダクタンス g_m (以下 g_m と称す)が負の温度係数を有するため、平均電力の小さい変調度の深い部分ではドレイン損失によるロスが少なくチャンネル温度上昇も小さいため電力利得が大きく、逆に平均電力の大きい変調度の浅い部分ではドレイン損失によるロスが多くチャンネル温度上昇も大きくなり電力利得が小さくなることによるものである。このような変調度変化による同期尖頭値の変化はテレビ放送機の場合電波法で2%以下と規定されており、出

(3)

力電力が大きく、上記のような電力増幅回路を直列に数段接続した電力増幅器においては約10%程度の変動が生じテレビ放送機用の電力増幅器には使用できない欠点があつた。

〔考案の目的〕

本考案は上記の欠点を除去するもので、高周波入力信号の平均電力による尖頭値電力の変化を防止した電界効果トランジスタ増幅回路を提供することを目的とする。

〔考案の実施例〕

以下、本考案の一つの実施例を第3図を参照して説明する。

第3図に示すFET電力増幅回路は、高周波信号部分は第1図に示す従来のFET電力増幅回路と同一であり、従つて同一部には同一符号を用いている。入力端子(1)に加えられた高周波入力信号は(2)の入力整合回路を辿つてFET(1)のゲート端子に加えられるがその一部を結合コンデンサ(2)により抵抗器(3)の両端に取り出す。抵抗器(3)の一端は検波ダイオード(4)のアノード

に接続され、他端は可変抵抗器(2)を通してゲート電源入力端子(5)に接続されて直流電圧 V_{G0} が加えられる。検波ダイオード(24)のアノードと接地間には第4図(a)のような電圧波形が現われカソードと接地間には高周波信号が整流されて直流電圧 V_{G0} に映像信号が加え合された同図(b)に示す電圧波形が現われる。この信号は、同期信号周波数以上の周波数の信号に充分大きい時定数を有する抵抗器(25)、コンデンサ(26)より成る積分回路を通過することにより第4図(c)に示すように変調度の変化により V_{G1} から V_{G2} まで変化する直流電圧が得られ、この電圧が可変抵抗器(27)、高周波阻止用チョークコイル(4)を通してFET(1)のゲートに加えられる。FET(1)は第5図に示すような V_G-I_D 特性を有しており、曲線(A)がチャネル温度の低い場合で曲線(B)がチャネル温度の高い場合の特性であり、ゲートバイアス電圧を V_{G1} 一定として、変調の深い高周波信号では平均電力が小さいためFETのチャネル損失が小さく曲線(A)の(7)の

(5)

点の g_m で増幅されるが変調度の浅い高周波信号では平均電力が大きいため F E T のチャンネル損失が大きく曲線 (B) の (1) 点の g_m で増幅することになる。 g_m は $g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_g}$ で決まるので (1) の点に比べて (7) の点の力 g_m となり、平均電力が小さいすなわち、変調度の深い部分の高周波信号の利得が変調の浅い部分に比べて大きくなる。このため、第 4 図 (C) のような電圧波形を F E T (1) のゲートに加えれば高周波信号の変調度の浅い部分の g_m は第 5 図 (a) の位置になり変調度の浅い部分の g_m とほぼ同じ値にすることができ F E T (1) の出力は整合回路 (3) を通つて負荷 (4) に第 4 図 (d) に示すような変調度に対して尖頭値振幅が変化しない高周波信号を取り出すことができる。

なお、第 3 図中 (21)、(22) は高周波バイパス用のコンデンサ、(23) は過電圧保護用のツェナーダイオード、また、可変抵抗器 (24) は無信号時のゲートバイアス電圧 V_{GO} を決めるためのもので、可変抵抗器 (25) は V_{GO} に加え合せる高周波信号の

(6)

変調度により変化する部分のレベルを調整するためのものである。この二つの可変抵抗器の値を任意に組合せることにより高周波信号の変調度変化による尖頭値の変化を除去でき、この増幅回路の後段に接続される回路による変動分まで補償できるよう逆特性にすることも可能である。

上記実施例では入力信号を入力端子からコンデンサ結合で分岐し、取り出しているが、FETの前であればどの部分から分岐しても良く、抵抗結合でも、インダクタンス結合でも、方向性結合器や、3 dBカップラーのような分配器で分岐しても良い。

〔 考案の効果 〕

以上述べたように本考案によれば、入力高周波信号の変化による尖頭値振幅変化を除去したFET増幅回路を実現できるほか、尖頭値振幅変化特性を逆特性にすることにより後段に接続されるFET高周波電力増幅回路等による劣化分まで含めて補償できるので高性能なFET増

幅器を実現することができる。

4. 図面の簡単な説明

第 1 図は従来の電界効果トランジスタ増幅回路を示す回路図、第 2 図^{(a)(b)}は第 1 図の増幅回路の入力信号波形と出力信号波形を示す信号波形図、第 3 図は本考案による電界効果トランジスタ増幅回路の一実施例を示す回路図、第 4 図(a)乃至(d)は第 3 図の動作を説明する各部の信号波形図、第 5 図は電界効果トランジスタの V_G-I_D 特性を示す特性図である。

(1) … 電界効果トランジスタ、(2) … 検波用ダイオード、(3) … 積分回路用抵抗器、(4) … 積分回路用コンデンサ。

代理人 弁理士 則 近 憲 佑
(ほか 1 名)

图 1

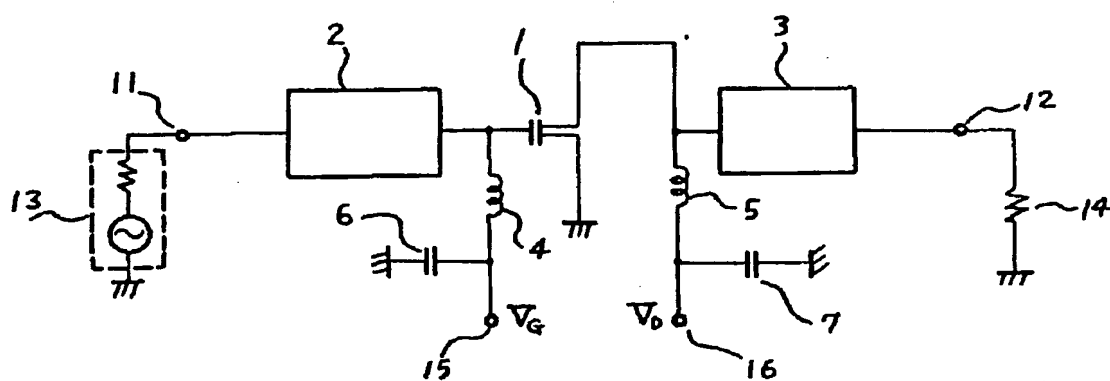
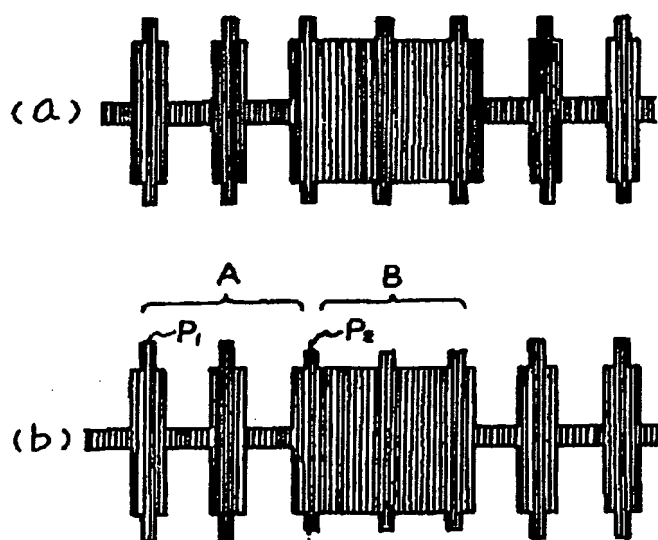
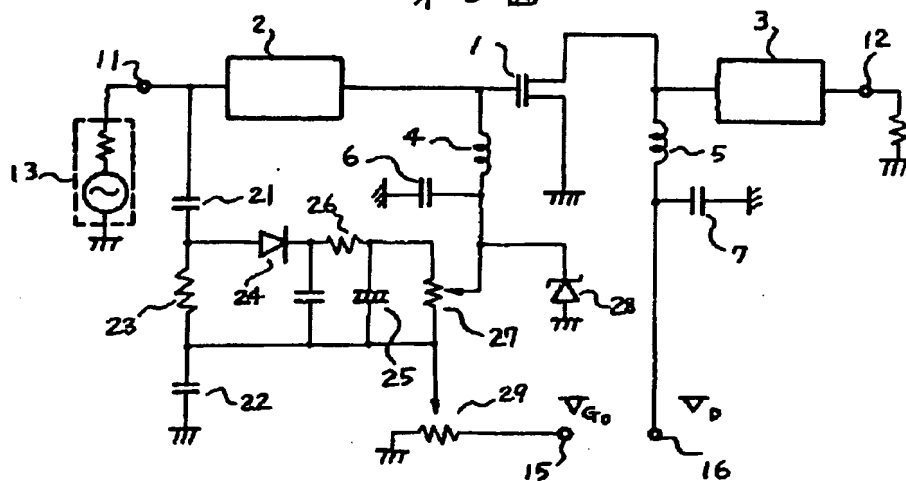


图 2



※ 3 図



※ 4 図

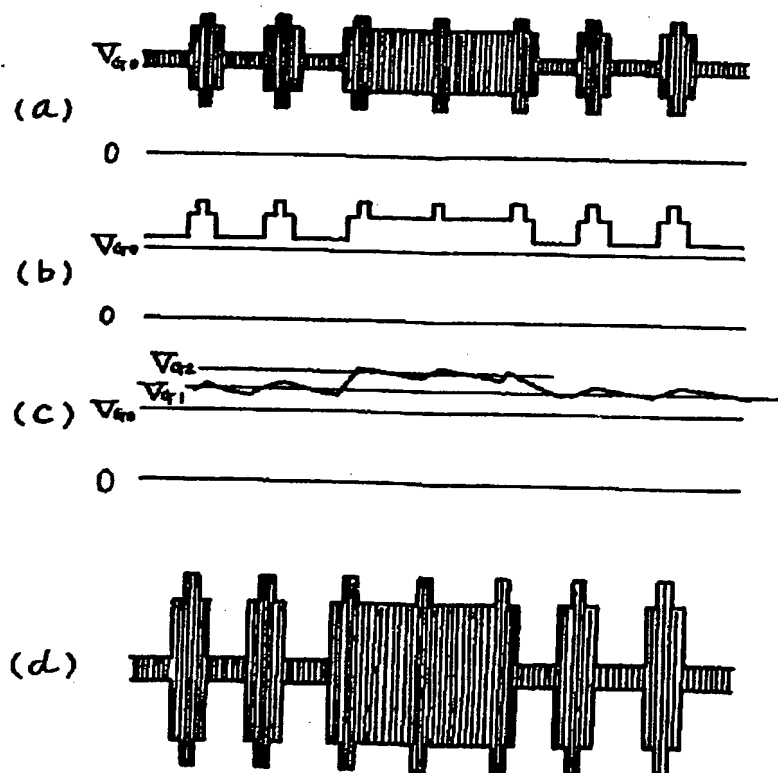


图 5 为

